

SOURCE CODING ENHANCEMENT USING SPECTRAL-BAND REPLICATION

Publication number: JP2001521648 (T)

Publication date: 2001-11-06

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

- international: G10L19/02; G10L19/00; G10L21/02; G10L21/04; H03M7/30; H04B1/66; G10L19/00; G10L21/00; H03M7/30; H04B1/66; (IPC1-7): G10L19/02; G10L19/00; H03M7/30; H04B1/66

- European: G10L21/02A4E; H04B1/66S

Application number: JP19990501962T 19980609

Priority number(s): WO1998IB00893 19980609; SE19970002213 19970610; SE19970004634 19971212; SE19980000268 19980130

Also published as:

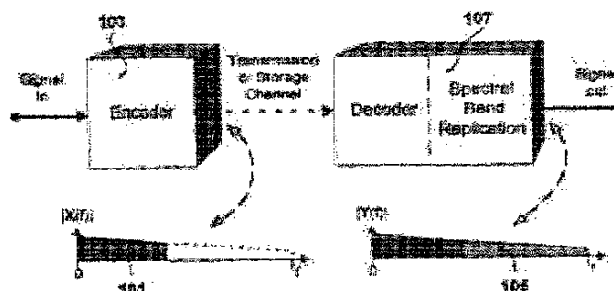
JP3871347 (B2)
WO9857436 (A2)
WO9857436 (A3)
US6680972 (B1)
SE9800268 (L)

more >>

Abstract not available for JP 2001521648 (T)

Abstract of corresponding document: **WO 9857436 (A2)**

The present invention proposes a new method and apparatus for the enhancement of source coding systems. The invention employs bandwidth reduction (101) prior to or in the encoder (103), followed by spectral-band replication (105) at the decoder (107). This is accomplished by the use of new transposition methods, in combination with spectral envelope adjustments. Reduced bitrate at a given perceptual quality or an improved perceptual quality at a given bitrate is offered. The invention is preferably integrated in a hardware or software codec, but can also be implemented as a separate processor in combination with a codec. The invention offers substantial improvements practically independent of codec type and technological progress.



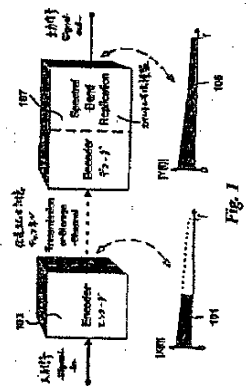
Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

(19) 日本国特許庁 (JP) (12) 公表特許公報 (A) (11) 特許出願公表番号
特表2001-521648
(P2001-521648A)
(43) 公表日 平成13年11月6日 (2001.11.6)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	FI	キーワード (参考)	審査請求 有	予備審査請求 有	(全 79 頁)
G10L 19/02 19/00		H03M 7/30 H04B 1/66 G10L 7/04 9/18	A G M			
H03M 7/30 H04B 1/66						
(71) 出願人 コーディング デクノロジーズ スウェーデン アクテボラゲット スウェーデン国 ストックホルム スベアベーゲン 119 (72) 発明者 リルエリド, ラルス, ガスタフ スウェーデン国 エス-71 34 ソルナ, ビンデルバヤン 19 (73) 発明者 エクストランド, ペル, ルネ, アルビン スウェーデン国 エス-116 31 ストックホルム, レンステイエルナス ガタ 28 (74) 代理人 外理士 渡村 勉 (外 3 名)						

(54) 【発明の名称】 スペクトル帯域幅を用いた原始コーディングの強化

(57) 【要約】
本発明は、原始コーディング装置を強化するための新しい方法と装置を提示する。本発明は、エンコーダ (10) の前または中の帯域幅の削減 (101) と、その後のデコーダ (107) でのスペクトル帯域幅の復元 (105) を用いる。これは、新しい置換法とスペクトル包絡線間差を組み合わせる。所定の知覚品質でビットレートを減らすか、または所定のビットレートで知覚品質を高める。本発明は好ましくはハワードエプまたはソフトラニアコーデックに組み込むが、例題のプロセッサと、コーデックを組み合わせて実現してもよい。本発明は、コーデックの増強や技術的進歩とは独立に、実際に実質的な改善を与える。



【特許請求の範囲】
1. 原始コーディング装置の強化方法であって、前記原始コーディング装置は、記述または伝送の前に行う全ての操作をエンコーダと、記述または伝送の後に行う全ての操作をデコーダを含み、前記エンコーダで初期の信号の周波数帯域を削減して第1信号を形成し、前記第1信号を第2信号と結合して出力信号を形成し、これにより所定の知覚品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知覚品質を高める、ことを特徴とする、原始コーディング装置の強化方法。
2. 前記第2信号の通過帯域は前記第1信号の通過帯域と重ならないまたは一部だけ重なるように設定することを特徴とする、請求項1に記載の原始コーディング装置の強化方法。
3. スペクトル包絡線情報は、前記第1信号を用いて、前記初期の信号の前記削減された周波数帯域のスペクトル包絡線の推定に基づいて行うことを特徴とする、請求項1-2に記載の原始コーディング装置の強化方法。
4. スペクトル包絡線情報は、前記初期の信号の前記削減された周波数帯域の、伝送された包絡線情報に基づいて行うことを特徴とする、請求項1-2に記載の原始コーディング装置の強化方法。
5. 前記スペクトル包絡線情報は、その利得が低レベルに設定された任意の数のサブバンド内でのサブバンドサンプリングとして伝送され、これにより削減されたデコーダとの互換性が確保されることを特徴とする、請求項4に記載の原始コーディング装置の強化方法。
6. 前記包絡線情報は、前記第4項に記述の原始コーディング装置の強化方法。
7. 前記包絡線情報を伝送媒体として伝送し、前記対応するサブバンドサンプリングをゼロまたは一定値に設定することにより、前記サブバンドサンプリングのエン

トローピーを減らすことを特徴とする、請求項4に記載の原符号コーディング装置の強化方法。

8. モノフォニックオーディオのときは、前記出力信号を、前記出力信号とそれを選出した信号をそれぞれ含む2つの信号に分割して疑似ステレオ信号を得ることを特徴とする、請求項1-7に記載の原符号コーディング装置の強化方法。

9. 前記選出は、

信号を、それぞれ周波数 $[1, \dots, [N]$ を含む通過帯域を持つ N 個 ($N \geq 2$) の帯域フィルタの集合で選出して、 N 個の帯域信号を形成し、

前記帯域信号の周波数を、周波数 $M[1, \dots, [N]$ を含む帯域にシフトし (ただし、 $M \neq 1$ は整数係数)、

前記シフトされた帯域信号を結合して選出された信号を形成する、

ことを特徴とする、請求項1-7に記載の原符号コーディング装置の強化方法。

10. 前記周波数シフトを上側帯域 (USB) 変調により得ることを特徴とする、請求項9に記載の原符号コーディング装置の強化方法。

11. 係数 M で選換する方法であって、

信号を、低帯域型の表数値または低帯域のサブバンド信号を生成する性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域選出、

合成フィルタバンクまたは変換内で、前記分析フィルタバンクまたは変換の任意の数のチャネル k をチャネル Mk ($M \neq 1$) にバッチングし、

前記合成フィルタバンクまたは変換を用いて、選出された信号を形成する、ことを特徴とする、係数 M で選換する方法。

12. 前記フィルタバンクを最大10選出し、前記バッチングを次の関係により行い、

$$v_{Mk}(n) = (-1)^{(M-1)k} v_k(n).$$

ただし、 $(-1)^{(M-1)k}$ は訂正係数、 $v_k(n)$ はチャネル k のサブバンド信号、 $v_{Mk}(n)$ はチャネル Mk のサブバンド信号であり、これによりステレオ信号の周波数補正が得られることを特徴とする、請求項11に記載の係数 M で選換する方法。

13. 前記分析フィルタバンクまたは変換のチャネル k からのサブバンド信号の位相を、合成チャネル Mk ($M \neq 1$) に選換するサブバンド信号の位相としてバッチングし、

前記分析フィルタバンクまたは変換の連続的なチャネル l からのサブバンド信号の位相を、連続的な合成チャネル $l+S$ (S は整数 $\neq 1$) に選換するサブバンド信号の位相としてバッチングする、

ことを特徴とする、請求項11-12に記載の係数 M で選換する方法。

14. 前記合成フィルタバンクまたは変換を用いる前に、前記チャネル k の前記サブバンド信号の位相に前記係数 M を掛けることを特徴とする、請求項11-13に記載の係数 M で選換する方法。

15. $M = K \pm 1$ (ただし、 K は整数 > 1) であることを特徴とする、請求項11-14に記載の係数 M で選換する方法。

16. 前記バッチングは前記係数 M の多重の値を用いることを特徴とする、請求項11-15に記載の係数 M で選換する方法。

17. 係数 M で選換する方法であって、

インパルス応答

$$h(n) = K \cdot m(n) \exp \left[\frac{\pi}{2L} (n + n_0 - \frac{M-1}{2}) \cdot (-1)^{\frac{M-1}{2}} \right].$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L-1$, K は定数、 $p_0(n)$ は長さ N の帯域プロトタイプフィルタ、を持つ L 個のフィルタの並列バンクで信号を選出、 L 個の表数値信号の集合を生成し、

係数 L/M を持つ前記 L 個の信号をダウンサンプリングして、 L 個の表数値サブバンド信号の集合を生成し、

前記表数値サブバンド信号の位相角に M を掛けて、サブバンド信号の新しい集合を生成し、

前記サブバンド信号の新しい集合の表数値を選択して、 L 個の表数値サブバンド信号の集合を生成し、

係数 L を持つ前記表数値サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングして、表数値信号の集合を生成し、

インパルス応答

$$A(n) = K' \rho' \delta(n) \cos \left[\frac{\pi}{2L'} (2k+1) \left(n - \frac{N'-1}{2} \right) - (-1)^k \frac{\pi}{4} \right]$$

ただし、 $k=0, 1, \dots, L'-1$, K' は定数、 ρ' 、 $\delta(n)$ は長さ N' の低域プロトタイプフィルタ、を伴つし、他のフィルタの並列バンクで前記実数値信号を演算して、 L' 個の演算信号の集合を形成し、前記 L' 個の演算信号を加えて変換信号を生成する、ことを特徴とする、係数 M で変換する方法。

18. 前記位相角の前記掛け算と前記実数部の前記選択を計算するの、前記複素値サブバンド信号を次式で書き、

$$Z_k(n) = R_k(n) + jI_k(n),$$

ただし、 $R_k(n)$ と $I_k(n)$ はそれぞれ $Z_k(n)$ の実数部と虚数部であり、前記実数値サブバンド信号 $W_k(n)$ を次式で計算し、

$$W_k(n) = \sqrt{I_k(n)} \cos \left\{ M \arctan \left(\frac{I_k(n)}{R_k(n)} \right) \right\}.$$

ただし、 $|Z_k(n)| = \sqrt{R_k(n)^2 + I_k(n)^2}$ 、 M は正の整数の置換係数であり、次の三角恒等式

$$\cos(M\alpha) = \cos^M(\alpha) - \binom{M}{2} \sin^2(\alpha) \cos^{M-2}(\alpha) + \binom{M}{4} \sin^4(\alpha) \cos^{M-4}(\alpha) - \dots,$$

ただし、 $\alpha = \arctan(I_k(n)/R_k(n))$ 、と次の関係

$$\cos(\alpha) = \frac{R_k(n)}{|Z_k(n)|} \text{ and } \sin(\alpha) = \frac{I_k(n)}{|Z_k(n)|}$$

を用い、これにより全ての三角法計算をなくして計算の複雑さを減らす、ことを特徴とする請求項17に記載の係数 M で変換する方法。

19. ブロック毎に、前記複素値サブバンド信号の隣接列の位相差により変換される情報を抽出し、

前記位相角に前記 M を掛けて前記新しいサブバンド信号の列を形成し、前記情報を与える条件によって前記新しいサブバンド信号の1つを打ち消すこ

とにより、隣接複素値の変換係数 M を用いるときにサブバンド信号の 180° 位相シフトを保持する、

ことを特徴とする、請求項17に記載の係数 M で変換する方法。

20. 前記情報は次式の前記複素値サブバンド信号 $Z_k(n)$ と $Z_{k+1}(n)$ の点乗積で与えられ、

$$Z_k(n) \cdot Z_{k+1}(n) = R_k(n) R_{k+1}(n) + j I_k(n) I_{k+1}(n),$$

ただし、 $R_k(n)$ と $I_k(n)$ はそれぞれ $Z_k(n)$ の実数部と虚数部 ($i=k, k+1$) であり、前記点乗積が負の場合は前記新しいサブバンド信号の1つを打ち消すことを特徴とする、請求項19に記載の係数 M で変換する方法。

21. 第1信号を時間的に伸張または圧縮し、前記第1信号の任意の長さのセグメントを複写または複製し、次に前記第1信号をダウンサンプリングまたはアップサンプリングする、変換方法であって、

前記第1信号に過渡検出を行い、

過渡検出の結果に従って、前記第1信号の一部を複写または複製するときに前記第1信号のどのセグメントを用いるかを決定し、

前記過渡検出の結果に従って前記信号セグメントの長さ L を調整し、

前記過渡検出の結果に従って各状態ベクトルに用いるサンプル数 N を調整し、

前記過渡検出の結果に従って状態ベクトル内のサンプル間の遅れ D を調整し、

前記過渡検出の結果に従って各状態ベクトル間のサンプル数 K を調整し、前記過渡検出結果で見出した同期点に基づいて、前記第1信号の選択されたセグメント内の同期点を検出、

ことを特徴とする変換方法。

22. いくつものトランスポートを相互接続して同期点情報を共有して、計算の複雑さを減らすことを特徴とする、請求項21に記載の変換方法。

23. 前記トランスポートを適当なフィルタバンクに接続し、前記各トランスポートに与える信号を複製して、前記トランスポートが処理中の前記信号の和である新しい信号の任意のスペクトル包絡線を得ることを特徴とする、請求項21-22に記載の変換方法。

24. 切めの信号から得られる原始コーデイング信号の復号を強化する装置であって、

前記原始コーデイング信号の周波数帯域を置換して第1信号を形成する置換手段と、

前記原始コーデイング信号に作用して前記切めの信号のスペクトル包絡線を推定する推定手段と、

前記推定に基づいて、前記第1信号のスペクトル包絡線を調整する調整手段と

前記原始コーデイング信号と前記調整された第1信号を結合して、所定の知覚品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知覚品質を高める、結合手段

を特徴とする、原始コーデイング信号の復号を強化する装置。

25. 前記出力信号がモノニックオーディオのときに動作し、

第1遅延信号を形成するための、前記出力信号を遅らせる遅延手段および減衰させる減衰手段と、

第2遅延信号を形成するための、異なるパラメータを用いる、前記出力信号を遅らせる遅延手段および減衰させる減衰手段と、

前記出力と前記第1遅延信号を加算して左チャンネル出力信号を形成する手段と、

前記出力と前記第2遅延信号を加算して右チャンネル出力信号を形成して、類似ステレオニック信号を得る手段、

を特徴とする、請求項24に記載の原始コーデイング信号の復号を強化する装置。

26. 原始コーデイングの強化装置であって、前記装置は記憶媒体または伝送チャンネルの前の全てのユニットをオンスコーダと、前記記憶媒体または伝送チャンネルの後の全てのユニットをデオンスコーダを含み、その特徴は、

前記エンコーダで切めの信号の周波数帯域を置換して第1信号を形成する手段と、

前記エンコーダで前記切めの信号のスペクトル包絡線情報を取り出して第2信号を形成する取出し手段と、

前記エンコーダで前記第1信号と第2信号を符号化する手段と、

前記デコーダで前記第1信号の周波数帯域を置換して第3信号を形成する置換手段と、

前記第2信号に基づいて、前記デコーダで前記第3信号のスペクトル包絡線を調整する調整手段と、

前記デコーダで前記第1信号と前記調整された第3信号を結合して、所定の知覚品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知覚品質を高める、結合手段

である原始コーデイングの強化装置。

27. 前記出力信号がモノニックオーディオのときに動作し、

第1遅延信号を形成するための、前記出力信号を遅らせる遅延手段および減衰させる減衰手段と、

第2遅延信号を形成するための、異なるパラメータを用いる、前記出力信号を遅らせる遅延手段および減衰させる減衰手段と、

前記出力と前記第1遅延信号を加算して左チャンネル出力信号を形成する手段と、

前記出力と前記第2遅延信号を加算して右チャンネル出力信号を形成して、類似ステレオニック信号を得る手段、

を特徴とする、請求項26に記載の原始コーデイングの強化装置。

28. 係数Mで置換する装置であって、

信号を、低帯域型の乗算値または乗算値サブバンド信号を生成する性質の分解フィルタバンクまたは乗換により帯域変換することと、

合成フィルタバンクまたは乗換内で、前記分析フィルタバンクまたは乗換後の任意のチャンネル数をチャンネルMt (Mt≠1) にバッキングする手段と、

前記合成フィルタバンクまたは乗換により、置換された信号を形成すること、を特徴とする係数Mで置換する装置。

アップサンプリングする、遅延装置であって、
前記第1信号に通過検出を行う検出手段と、
可能な通過信号の位置を用いて、前記第1信号の幅を推定または検定すると共に前記第1信号のどのセグメントを用いるかを決定して、前記遅延を得る手段と、

と、
前記通過検出器からの出力に従って前記信号セグメントの長さ(L)を調整する調整手段と、
前記通過検出器からの出力に従って各状態ベクトルに用いるサンプル数(N)を調整する調整手段と、
前記通過検出器からの出力に従って前記状態ベクトル内のサンプル間の遅れ(D)を調整する調整手段と、
前記通過検出器からの出力に従って各状態ベクトル間のサンプル数(K)を調整する調整手段と、
前記同期点検索で見出した同期点に基づいて、前記第1信号の選択されたセグメント内の同期点を検出する検索手段、
を特徴とする遅延装置。

32. サブバンド信号に作用して、
前記トランスポーズの多量の事例の間で同期情報を共用する手段と、
前記サブバンド信号の部分集合を形成する手段と、
前記各部分集合内で各チャネルの振幅調整を行う手段と、
前記各部分集合から、前記トランスポーズの各事例への入力信号を形成する合成フィルタバンク手段と、
前記トランスポーズによる前記入力信号の処理と、
前記処理信号を加算することにより新しい信号を得て、任意のスペクトル包絡線を得る加算手段、
を特徴とする、請求項31に記載の遅延装置。

29. $M = K \pm 1$ のとき (K は整数 > 1)、前記合成フィルタバンクまたは変換を用いる前に前記チャネルのサブバンド信号の位相に M を掛けることを特徴とする、請求項28に記載の遅延装置で置換する装置。

30. 係数 M で置換する装置であって、
インパルス応答

$$h(n) = K \cdot p_0(n) \cos \left[\frac{\pi}{2L} (2L + 1)n - \frac{M-1}{2} \right] \cdot \left(1 - \frac{n}{L} \right)^{\frac{M-1}{2}}$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L-1$ 、 K は定数、 $p_0(n)$ は長さ N の低域プロトタイプフィルタ、 M は整数係数、 L は L 個のフィルタの並列バンクで信号を遅延して、 L 個の遅延信号の集合を生成する遅延手段と、
係数 L/M を持つ前記 L 個の信号をダウンサンプリングして、 L 個の遅延信号のサブバンド信号の集合を生成する手段と、
前記遅延信号サブバンド信号の位相角に M を掛けて、サブバンド信号の新しい集合を生成する手段と、
前記サブバンド信号の新しい集合の乗数部を選択して、 L 個の乗数値サブバンド信号の集合を生成する手段と、
係数 L' を持つ前記乗数値サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングして、乗数値信号の集合を生成する手段と、
インパルス応答

$$A(n) = K' \cdot p_0(n) \cos \left[\frac{\pi}{2L'} (2L' + 1)n - \frac{M'-1}{2} \right] \cdot \left(1 - \frac{n}{L'} \right)^{\frac{M'-1}{2}}$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L'-1$ 、 K' は定数、 $p'_0(n)$ は長さ N' の低域プロトタイプフィルタ、 L' 個のフィルタの並列バンクで前記乗数値信号を遅延して、 L' 個の遅延信号の集合を形成する遅延手段と、
前記 L' 個の遅延信号を加算して遅延信号を生成する手段、
を特徴とする、係数 M' で置換する装置、
31. 第1信号を時間的に伸縮または圧縮し、前記第1信号の位置の長さのセグメントを波事または遅延し、次に前記第1信号をダウンサンプリングまたは

[発明の詳細な説明]

スペクトル帯域制限を用いた原稿コーデインジンの強化

技術分野

原稿コーデインジンは、必要なビットレートや帯域幅を減らすためにデジタルデータ圧縮して伝送または記憶する。本発明は、スペクトル帯域制限(SBR)により原稿コーデインジンの帯域幅を改善する新規な方法と装置に関するものである。同じ知覚品質を保持してビットレートを実質的に下げ、逆に所定のビットレートで知覚品質を高める。これは、エンコーダ側でスペクトル帯域幅を縮小し、デコーダ側で元のスペクトル帯域幅を複製することにより行う。本発明はスペクトル帯域での信号冗長度の新しい概念を適用する。

発明の音楽

オーディオ原稿コーデインジンは、すなわち、自然オーディオコーデインジンの音楽や任意の信号に適用に用いられており、オーディオ帯域幅はビットレートの音楽や任意の信号に適用に用いられており、オーディオ帯域幅は低い。音楽コーデインジンは基本的に音楽の再生に限られるが、他方では非常に低いビットレートで用いることができる。ただしオーディオ帯域幅は狭い。広帯域音は狭帯域音に比べて主な主観的品質が保たれている。帯域幅を広くすると、音声の明瞭度と自然さが増すだけでなく、話す人を識別しやすくなる。このように広帯域音コーデインジンは次世代電話システムにとって重要な課題である。更に、マルチメディア分野が非常に重要であるので、音楽や非音声信号を電話システムにより高品質で伝送することが望ましい。

高忠実度の線形PCM信号は、ビットレート列知覚エントロピーに関して非常に効率が悪い。CDの標準は44.1kHzのサンプリング周波数と、サンプリング当たり16ビットの分解能と、ステレオである。これは1411キロビット/秒のビットレートに等しい。ビットレートを大幅に下げたため、分割帯域知覚オーディオコーデックを用いて原稿コーデインジンを付与することができる。これらの自然オーディオコーデックは信号内の知覚無関係性と統計的冗長度を用いる。最高の

図1は、本発明の音楽信号の処理方法を示すフローチャートである。

小しても実際には劣化したと感じない。このように、ステレオでは約9.6キロビット/秒、すなわち約15:1の圧縮率で、非常に高い音質が得られる。或る知覚コーデックは更に高い圧縮率を用いる。このためには、サンプリングレート(したがってオーディオ帯域幅)を下げるのが普通である。また量子化レベルの数を減らし(量子化強みが弱くなることがある)、また強化コーデインジンによるステレオフィールドの強化を用いるのが普通である。このような方法を余り用いると、互換的な知覚劣化を生じる。現在のコーデック技術は知覚点に近く、符号化と復号化が更に進むことは期待できない。符号化性能を高めるには、新しい方式が必要である。

人の声や他の楽器は、振動システムから発生する準定常信号を生成する。フーリエ理論によると、周波数成分は周波数1, 2f, 3f, 4f, 5fなどの正整数の和で表される。ただし、fは基本周波数である。これらの周波数は調音系列を形成する。この信号の帯域幅を制限することは、調音系列を切り捨てることに相当する。切捨てを行うと楽器や音声の音色が変わり、オーディオ信号は「弱い」または「鈍い」音になり、明瞭度が下がる。音質の主観的印象にとって高周波はこのように重要である。

従来の方法は、音声コーデック性能を高めることが主体で、特に音声符号化における問題である高周波再生(HFR)を目的としている。従来の方法は広帯域直落調音シンフトや、非線形性や、エイリアシングを用いて[米特許番号第5,127,054号]相互変調やその他の非調音周波成分を生成するので、これらによって音声信号に適用するとひどい不調和音を生じた。この不調和音を音声符号化周波の文脈では「耳障り」または「調子はずれ」の音と呼ぶ。他の合成音声HFR法は基本ビットレートに基づいて高周波を生成するので、従来の方法に匹敵する[米特許番号第4,771,465号]。これらの従来の方法は低品質の音声信号には有用であるが、高品質音声または音声信号には使えない。高品質のオーディオ原稿コーデックの性能を高める方法がいくつかある。その1つは、デコーダで生成された合成信号を用いて、以前はエンコーダで捨てられていた音声または音楽内の雑音信号に代える(「雑音代替」によるオーディオコーデックの改

コーデック技術を用いると、標準のCDフォーマット信号のデータを約90%縮小

S

BR-1とSBR-2を提供する。この2つは、スペクトル包絡線を調整する方法が異なる。

SBR-1は中間品質コーデックを用いて改善するシングルエンド形のプロセスであって、デコーディングが受ける低帯域信号がなわら低帯域信号に含まれる情報に完全には依存する。この信号のスペクトル包絡線は、例えば多項式と規則の集合となわらコーデックを用いて決定され、外挿される。この情報を用いて、複製された高帯域信号を総て再構築し等化する。このSBR-1は後処理の利点を待つ、すなわちエンコーディング側では修正する必要がない。放送業者はチャンネルの利用度を高め、または知覚品質を高め、またはその両者が得られる。既存のビットストリーム構造と構造を修正せずに用いることができる。

SBR-2は高品質コーデックを用いて改善するダブルエンド形のプロセスであって、SBR-1により伝送される低帯域信号の他に、高帯域のスペクトル包絡線を符号化して伝送する。スペクトル包絡線の符号化は高帯域信号成分よりかなり低いので、限られた量の情報だけを伝送すればスペクトル包絡線を十分表すことができる。SBR-2を用いれば、既存の構文やプロトコルを全くまたは殆ど修正せずに現在のコーデック技術の性能を高めることができるので、今後のコーデックの開発の貴重なツールである。

SBR-1もSBR-2も、音響心理モデルにより規定されたエンコーディングがビット欠乏状態の下で低帯域の小さな通過帯域を停止したとき、これらを複製するのみに用いられる。低帯域内のスペクトル複製と低帯域外のスペクトル複製により、知覚品質が高まる。更に、SBR-1とSBR-2はビットレートスケール変換を用いるコーデックにも用いることができる。この場合、変換器での信号の知覚品質は伝送チャンネルの状態によって異なる。通常は、これは受信器でのオーディオ帯域幅の厄介な変動を意味する。この状態でSBR法を用いると常に高い帯域幅を保持するので、やはり知覚品質を高めることができる。

本発明は連続的に動作し、どんな種類の信号内容、すなわち音または非音（雑音的信号や通過信号）も複製する。更に、本発明のスペクトル複製法はデコーディング

(Improving Audio Codes by Noise Substitution)」、D. Schulz, JABES, Vol. 44, No. 7/8, 1996)。これは雑音信号があるときに、本来正常に伝送される高帯域内で断続的に行われる。別の方法は、符号化の過程で失われた或る高帯域の高帯域を再現する（「オーディオスペクトルコーデック(Audio Spectral Coding)」、A. J. S. Ferreira, AES Preprint 4201, 100th Convention, May 11-14, 1996, Copenhagen)。これも音信号とビット出力に依存する。この2つの方法は低いデコーディングで動作し、比較的限定された符号化または性能の利得が得られる。

発明の要約

本発明はデジタル原始コーデック装置を本質的に改善する、より特許するオーディオコーデックを提供する。新しい方法と装置を提供する。目的は、ビットレートの低下、または知覚品質の向上、またはその両方を含む。本発明は断続的な高帯域を活用した新しい方法により、伝送または複製を行う前に信号の通過帯域を複製する可能性を提供する。本発明によりコーデックが高品質のスペクトル複製を行う場合は、知覚劣化は起こらない。複製ビットは一定の知覚品質における符号化利得を表す。または、一定のビットレートにおいて低帯域信号の符号化に更に多くのビットを割り当てて、より高い知覚品質を得ることができる。

本発明は、複製された通過帯域信号は低帯域成分と高帯域成分とを成る間の通過帯域の関係に基づいて複製することができると仮定する。この複製された系列は、次の規則に従って複製される。この複製された系列は、第1に不飽和者に限られた人工音源を用いるようにするために、外挿されるスペクトル成分は複製された通過帯域信号と関係しないなければならない。本発明はスペクトル複製プロセスの手段として複製を用いる。これは通帯域の複製を形成する。しかし複製された動作をするためには低帯域成分が複製系列を形成する必要がある。その理由は、低帯域成分と複製系列の関係は新しい複製成分は信号の雑音的または過渡的な性質を要さないからである。置換とは、部分音の振幅比を保ちながら部分音を音階上の1つの位置から別の位置に移すことである。第2に、複製された高帯域のスペクトル包絡線（すなわち、粗いスペクトル分布）は最初の信号と十分似ていなければならない。本発明は2つの動作モード

で利用できる。したがってSBR法を用いると、従来の方法に比べて実質的に高いレベルで利用できる。廃棄された常域を知覚的に正確に複製することが

ルで符号化利得が得られ、または知覚品質を高めることができる。本発明を従来
のコーデック変換法と組み合わせることができるが、組み合わせても性能が高ま
ることは期待できない。

SBRR法は次のステップを含む。

- ・ 初めの信号から得た信号を符号化し、信号の間波数帯域を展縮する。展縮は、符号化の前か途中に行い、第1信号を形成する。

- ・ 第1番号の番号中またはその後で、第1番号の両端数番を置換して第2番号を形成する。
 - ・ スペクトル包絡線を調整する。
- 修正された番号と第2度番号を組み合わせて出力番号を形成する。

第2信道の通過帯域は第1信道の通過帯域と重ならないようにまたは部分的に重ならないように設定してよく、初期の信号および/または第1信道の時間特性、または伝送チャネルの特性に従って設定する。スペクトル包絡線の調整は、第1信道から初期のスペクトル包絡線を決定したもので、または初期の信号の伝送された符号群結構に基づいて行う。

本發明は2つの基本型のトランスポーズ（複製装置）を含む。すなわち、多帯域トランスポーズと時変パターン探索子測トランスポーズであって、これらは異なる特性を有する。本發明では基本的な多帯域複製機を次のように行う。

- 、懸然される信号を、それぞれ周波数 $[f_1, \dots, f_N]$ を含む通帯域域を、持つ N (≥ 2) 個の通帯域フィルタの集合で満たして、 N 個の帯域信号を形成する。

・ 帯域信号の間接数を間接数 $M = [1, \dots, N]$ を含む順列にシフトする。
ただし、 $M \neq 1$ は置換係数である。

・ シフトされた帯域信号を結合して置換信号を形成する。

また、本發明ではこの基本的多帯域置換を次のように行う。

- ・ 置換される層を、低域型の素子値または複素値サブバンド信号を生成する

性質の分析フイルタバンクまたは変換を用いて帯域選波する。

- ・ 任意のチャンネル数 k の前記分析フィルバンクまたは変換を、合成フィルバンクまたは変換内の M 個 ($M \neq 1$) チャンネルに接続する。

- ・合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する。
本発明の1つの改善された多帯域置換は位相調整を含み、基本的な多帯域置換の性能を強化する。

本發明では時変パターン探知予測置換を次のように行う。

- ・ 第1信号の遊技後出を行う。
- ・ 遊技後出の結果に従って、第1信号の一部を返却/廃棄すると、第1信号のどのセグメントを用いるかを決定する。
- ・ 遊技後出の結果に従って、状態ベクトルとコードブックの特性を調整する。
- ・ 抽の同頻度探査で発見された両解点に基づいて、第1信号の遊技されたセグメント内の同頻度を探査する。

本發明のSRR法は次の特徴を有する。

この方法と装置はスベクトル領域内の信号冗降性の新しい概念を活用する

1. この方法は任意の機身に適用することができる。
2. 各開放集合は順々に作成して制御することができる。
3. 全ての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。
4. すべての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。
5. すべての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。
6. すべての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。
7. すべての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。
8. すべての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。
9. すべての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。
10. すべての開放された高開放は既存の開放系列の延長を形成するようにして生み出す。

9. SBR-2法はコーデック設計者に新しい強力な圧縮ツールを提供する。
10. 符号化利得は顕著である。
- 最も魅力的な応用は、各種の低ビットレートコーデック、例えば、MPEG1/2層I/I/I/I [米国特許番号5,040,217号]や、MPEG2/4 AAC, Dolby AC-2/3, NTT TwinVQ [米国特許

番号第5,684,920号]や、AT&T/Lucent PACなど、の改善に関する。。またこの発明は均等品質を高めるための、高帯域CELPやSBR-ADPCM G.722などの、高品質音声コーデックにも有用である。上記のコーデックはマルチメディアや、電話会議や、インターネットや、専門的な応用に広く用いられている。T-DAB (地上デジタルオーディオ放送) システムは低ビットレートプロトコルを用いており、本方法を用いるとチャネル使用率が上がり、またはFMやAM DABの品質を高めることができる。衛星S-DABはシステムコストが非常に高いので、本方法を用いてDABマルチプレックスのプロログラムチャネル数を増やすことにより大きな利益を得る。更に、低ビットレート電話モデムを用いて、インターネットにより初めて全地球規模オーディオ実時間ストリーミングを達成することができる。

図面の簡単な説明

以下に本発明について添付の図面を参照して例を用いて説明するが、これは本発明の範囲や精神を制限するものではない。

- 図1は、本発明の符号化装置内に導入されたSBRである。
- 図2は、本発明の上部高周波のスペクトル複製を示す。
- 図3は、本発明の帯域内高周波のスペクトル複製を示す。
- 図4は、本発明のトランスフォーマーの時間領域表現のブロック図である。
- 図5は、本発明のバタースワッチング演算子を用いた動作のサイクルを示す流れ図である。

図6は、本発明の周波数点の演算を表す流れ図である。

図7a-図7bは、本発明の過剰状態中のコードブック位置決めを示す。

図8は、本発明のSBR動作のための、適当なフィルタバンクに関するいくつか

かの時間領域トランスフォーマーの表現のブロック図である。

図9a-図9cは、2次高周波を生成するよう構成された本発明のSFFT分解および合成用の装置を表すブロック図である。

図10a-図10bは、本発明のSFFT装置内の直線周波数シフトを持つ1つのサブバンドのブロック図である。

図11は、本発明の位相乗算器を用いる1つのサブバンドを示す。

図12は、本発明の3次高周波を生成する方法を示す。

図13は、本発明の2次および3次高周波を同時に生成する方法を示す。

図14は、本発明のいくつもの複数の高周波の異なる組合わせの生成を示す。

図15は、本発明のいくつもの複数の高周波の交互配置組合わせの生成を示す。

図16は、高帯域の直線周波数シフトの生成を示す。

図17は、本発明の分散周波を生成する方法を示す。

図18a-図18bは、加算コーデックのブロック図である。

図19は、最大10進化フィルタバンクの基本構造を示す。

図20は、本発明の最大10進化フィルタバンクの2次高周波の生成を示す。

図21は、本発明のサブバンド番号上で動作する最大10進化フィルタバンク内の改善された多帯域複製のブロック図である。

図22は、本発明のサブバンド番号上で動作する最大10進化フィルタバンク内の改善された多帯域複製を表す流れ図である。

図23は、一般的なコーデックのサブバンドサンプリングと複製複製を示す。

図24は、本発明のSBR-2用のサブバンドサンプリングと複製複製を示す。

図25は、本発明のSBR-2内の包絡線の隠された伝送を示す。

図26は、本発明のSBR-2内の冗長度符号化を示す。

図27は、本発明のSBR-1法を用いたコーデックの実現を示す。

図28は、本発明のSBR-2法を用いたコーデックの実現を示す。

図29は、本発明の「疑似ステレオ」発生器のブロック図である。